

# CARACTERIZACIÓN DE LA CONVERSIÓN Vdd-AM y Vdd-PM EN LA ETAPA DE MODULACIÓN CLASE-E DE UN TRANSMISOR POLAR

Beatriz Bedia<sup>(1)</sup>, José A. García<sup>(1)</sup>, Jose C. Pedro<sup>(2)</sup>.

[beatriz.bedia@alumnos.unican.es](mailto:beatriz.bedia@alumnos.unican.es), [joseangel.garcia@unican.es](mailto:joseangel.garcia@unican.es), [jcpedro@det.ua.pt](mailto:jcpedro@det.ua.pt).

<sup>(1)</sup> Dpto. Ing. Comunicaciones, Universidad de Cantabria, Avda. Los Castros s/n, 39005 Santander, España.

<sup>(2)</sup> Instituto de Telecomunicações, Universidade de Aveiro, 3810-193, Aveiro, Portugal.

**Abstract-** In this paper, an experimental procedure is proposed for accurate characterizing the Vdd-to-AM and Vdd-to-PM nonlinearities in a class E amplifier, aimed to be employed as modulating stage in a polar wireless transmitter. Based on the obtained results, a detailed study of the device characteristics limiting the modulator performance is made.

## I. INTRODUCCIÓN

En comparación con los transmisores (Tx) I/Q más comunes, los Tx cartesianos, un Tx polar puede alcanzar un compromiso mucho mejor entre distorsión no lineal y eficiencia de potencia. Derivado del concepto de Eliminación y Restauración de Envolvente (EER) o Tx Kahn [1], un Tx polar es capaz de lograr algo así representando la envolvente compleja mediante componentes de amplitud y fase,  $a_x(t)$  y  $\Phi_x(t)$  respectivamente, las cuales son tratadas de forma independiente hasta la última etapa, el amplificador RF de potencia (AP). Como se muestra en la Fig. 1, el AP es ahora un dispositivo de conmutación, típicamente operando en un modo E o F de alta eficiencia, cuya señal de excitación es una portadora de envolvente constante modulada en fase,  $\Phi_x(t)$ , mientras que la componente de amplitud  $a_x(t)$  es restaurada al modular dinámicamente su tensión de polarización en drenador  $v_{DD}(t)$ .

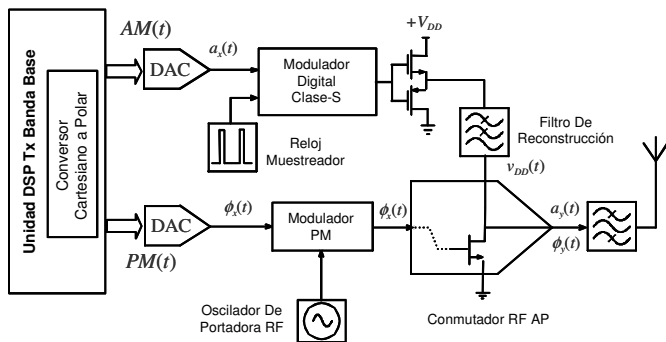


Fig. 1. Arquitectura de un transmisor polar.

Desafortunadamente y como en cualquier otra solución de ingeniería, esta arquitectura no puede operar de forma ideal, sin distorsión, presentando una serie de no idealidades que fueron inicialmente tratadas por Raab [2]. En dicho trabajo se consideraban dos de las principales fuentes de distorsión no lineal: el ancho de banda finito del modulador AM y el retraso

diferencial entre la señal de salida  $a_y(t)$  y la portadora modulada  $\Phi_y(t)$ , aunque también se reconocían otras fuentes asociadas a la etapa de modulación, las características Vdd-AM y Vdd-PM. El ancho de banda finito del modulador AM fue tratado de un modo aproximado asumiendo un filtro de reconstrucción rectangular, mientras que el retraso diferencial entre los caminos AM y PM fue estudiado asumiéndolo como fijo e independiente de la frecuencia de la envolvente.

Más recientemente, el análisis de la distorsión debida al ancho de banda finito fue extendido por Milosevic en [3], donde consideró un filtro de reconstrucción más general. En [4] se estudió experimentalmente, junto con el retraso diferencial, la distorsión causada por las no linealidades Vdd-AM y Vdd-PM. Sin embargo, no ha sido hasta [5] donde se ha propuesto un modelo analítico de la distorsión causada por las limitaciones en ancho de banda de la componente AM, la demora diferencial, la no linealidad Vdd-AM y el feedthrough de la portadora, para comparar su importancia relativa en un Tx inalámbrico polar.

El presente artículo se enmarca dentro de esta última línea, proponiendo un sistema preciso de caracterización de las no linealidades de la etapa de modulación: la conversión Vdd-AM y la modulación parásita Vdd-PM.

## II. SISTEMA DE CARACTERIZACIÓN

Las características Vdd-AM y Vdd-PM se miden normalmente aplicando una excitación de onda continua al nivel de potencia deseado, y barriendo la tensión de polarización drenador-fuente. De este modo, es fácil identificar las desviaciones más fuertes: el caso de las fugas de portadora (feedthrough), que ocurre a tensiones cercanas a cero, o de la saturación AM, que aparece a valores altos de voltaje. Sin embargo, con tal procedimiento puede no ser evidente la existencia de no linealidades leves en tales características.

En este contexto, se ha desarrollado un procedimiento para extraer experimentalmente los coeficientes de las expansiones en Series de Taylor de ambas características, tal y como aparecen en (1) y (2). Para ello se ha seguido el principio empleado en los procedimientos de caracterización de las no linealidades de un FET [6-8], aprovechando

medidas del contenido armónico producido por el dispositivo bajo una excitación de pequeña señal.

$$AM(V_{dd}) = AM_0 + m_1 \cdot V_{dd} + m_2 \cdot V_{dd}^2 + m_3 \cdot V_{dd}^3 + \dots \quad (1)$$

$$PM(V_{dd}) = PM_0 + p_1 \cdot V_{dd} + p_2 \cdot V_{dd}^2 + p_3 \cdot V_{dd}^3 + \dots \quad (2)$$

El sistema propuesto se presenta en la Fig. 2:

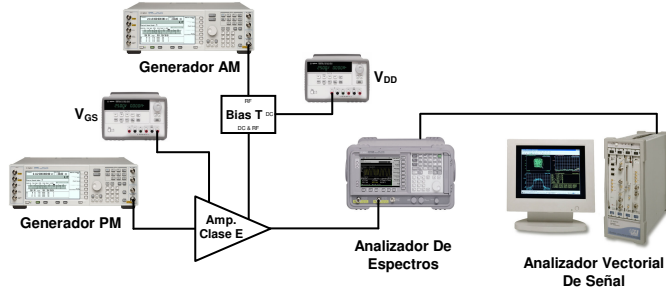


Fig. 2. Sistema de caracterización propuesto.

Se añadió a la tensión de DC un tono de modulación AM de baja frecuencia,  $\omega_m$ , y pequeña amplitud,  $V_{dd}$ , aplicándose al terminal de drenador con ayuda de una T de polarización.

Se capturó la salida del AP mediante un Analizador Vectorial de Señal, 89600 de Agilent, y se utilizó el contenido armónico de las componentes de amplitud y fase de la envolvente compleja capturada (obtenidas mediante FFT) para extraer los coeficientes  $m$ 's y  $p$ 's.

Empleando un análisis basado en las Series de Potencia, las expresiones para la extracción de dichos coeficientes en función de los armónicos quedarían como,

$$AM_0 = V(0) \quad (3) \quad PM_0 = \varphi(0) \quad (4)$$

$$m_1 = \frac{V(f_m)}{V_{dd}} \quad (5) \quad p_1 = \frac{\varphi(f_m)}{V_{dd}} \quad (6)$$

$$m_2 = \frac{2 \cdot V(2 \cdot f_m)}{V_{dd}^2} \quad (7) \quad p_2 = \frac{2 \cdot \varphi(2 \cdot f_m)}{V_{dd}^2} \quad (8)$$

$$m_3 = \frac{4 \cdot V(3 \cdot f_m)}{V_{dd}^3} \quad (9) \quad p_3 = \frac{4 \cdot \varphi(3 \cdot f_m)}{V_{dd}^3} \quad (10)$$

donde  $V(k \cdot f_m)$  y  $\varphi(k \cdot f_m)$  representan respectivamente el armónico  $k$  en el espectro de la componente de amplitud y de la componente de fase de la envolvente capturada a cada valor de polarización DC.

### III. AMPLIFICADOR CLASE E CON MODULACIÓN POR DRENADOR

Para validar el procedimiento propuesto se utilizó un amplificador clase E a líneas de transmisión en la banda de 2 GHz, basado en un PHEMT de baja potencia, el NE3210s01 de NEC Semiconductors.

El esquemático de dicho amplificador se muestra en la Fig. 3, correspondiendo las dimensiones de los elementos microstrip a la frecuencia y el sustrato empleado (GML 1000 de  $h=0.762mm$  y  $\epsilon_r=3.2$ ).

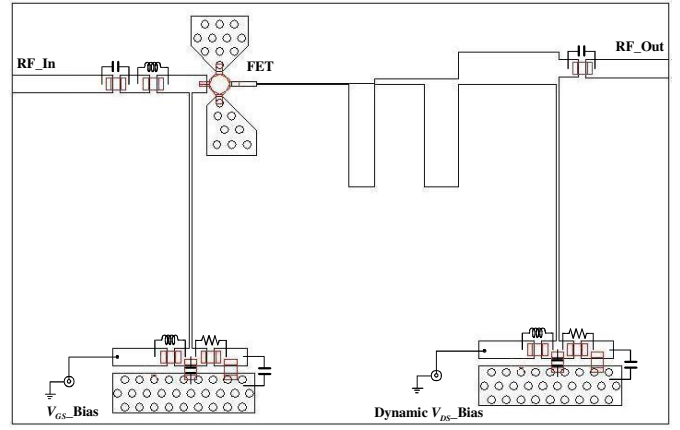


Fig. 3. Esquemático del amplificador Clase E utilizado.

Los amplificadores clase E consiguen una alta eficiencia debido a que operan en modo conmutado. La implementación mediante líneas de transmisión permite emplear stubs terminados en abierto para garantizar una impedancia en drenador a los armónicos (en este caso segundo y tercero) cercana a infinito.

A modo de ilustración de las prestaciones que se pueden conseguir con este tipo de diseño, en la Fig. 4 se muestran los resultados de medida del amplificador anterior en un punto de polarización con  $V_{DS}=1.5V$  y  $V_{GS}=-0.65V$ .

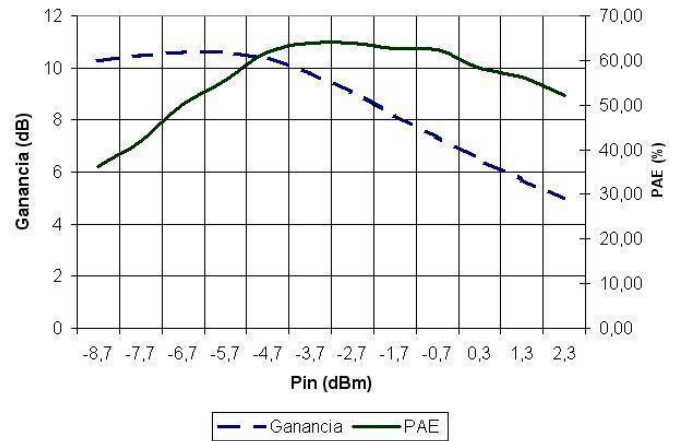


Fig. 4. Medidas de ganancia y eficiencia de potencia añadida para el amplificador polarizado con  $V_{DS}=1.5V$  y  $V_{GS}=-0.65V$ .

En estas condiciones de operación, aproximadamente en la mitad del rango de control para la modulación, se consiguen valores de PAE cercanos al 64%, manteniendo una ganancia en torno a los 10 dB y con una potencia de salida de unos 6 dBm.

Para su utilización como etapa de modulación AM en un Tx polar, se añadió una vía para inyectar la señal moduladora al terminal de drenador. Los elementos concentrados usados en dicha vía de polarización constituyen un filtro paso bajo con frecuencia de corte superior a la envolvente pero inferior a la portadora, y permiten además evitar oscilaciones indeseadas en baja frecuencia.

### IV. RESULTADOS DE LA CARACTERIZACIÓN

Para la extracción de las derivadas de las no linealidades asociadas al proceso de modulación, se aplicó un tono de 100 kHz superpuesto a la componente DC de la tensión en

drenador, la cual se varió entre 0 y 4V. En la Fig. 5 y la Fig. 6 se muestra la evolución de los coeficientes hasta el tercer grado extraídos para las características Vdd-AM y Vdd-PM en (1) y (2).

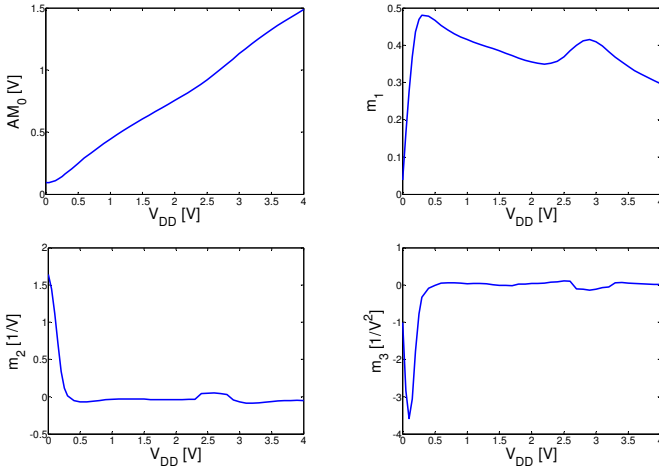


Fig. 5. Característica Vdd-AM y sus derivadas para el AP clase E.

Son evidentes distintas no linealidades en las características medidas. En primer lugar, cuando la polarización drenador-fuente se hace nula, se obtiene un valor residual de la amplitud de salida debido a fugas de la portadora de RF a través del transistor. Este tipo de comportamiento, ya descrito como feedthrough, había sido observado en el pasado tanto en moduladores AM clase C de alto nivel [9] como en amplificadores clase E basados en transistores bipolares [10].

A tensiones drenador-fuente muy altas (una buena parte de esta zona no fue finalmente incluida en los resultados presentados), la amplitud de salida empieza a comprimirse, una indicación de que se ha abandonado el rango útil de modulación lineal. Esta característica había sido también observada en amplificadores de potencia clase C basados en bipolares, como se describe en [9].

Aunque estas dos características eran de esperar, se encontró una no linealidad adicional muy interesante. A tensiones drenador-fuente medias,  $V_{DD}$  alrededor de 2.5V, aparecía una ligera curvatura en la característica Vdd-AM, una no linealidad que puede ser apreciada gracias a la información proporcionada por las derivadas.

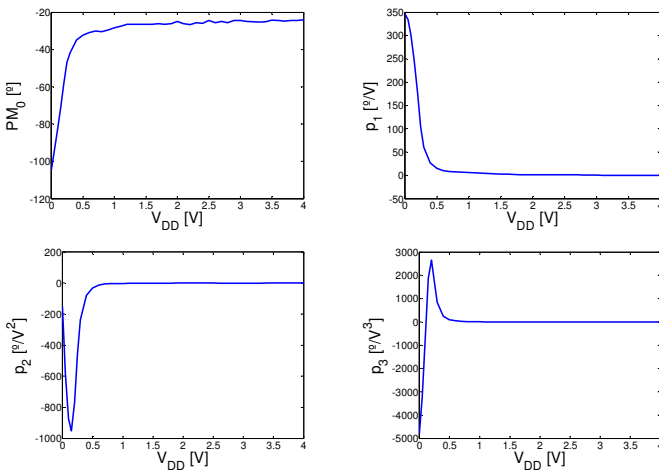


Fig. 6. Característica Vdd-PM y sus derivadas para el AP clase E.

El perfil Vdd-PM de la Fig. 6 también muestra una fuerte variación para tensiones drenador-fuente bajas, coincidiendo con el feedthrough observado en la característica de amplitud. Fuera de esta región el comportamiento resulta ser bastante lineal.

## V. DISCUSIÓN SOBRE LOS ORÍGENES DE LAS NO LINEALIDADES

Varios trabajos han abordado los orígenes de lo que ahora se conoce como no linealidades Vdd-AM y Vdd-PM. Sin embargo, todavía no existe una explicación exhaustiva de los mismos. Como se comentó anteriormente, un tema similar había sido objeto de estudio en los moduladores AM de alto nivel, basados en amplificadores clase C con control de la polarización en colector (bipolares) o placa (tubos de vacío).

### A. Feedthrough

En [9], Raab penetró en los orígenes de las características de modulación de amplitud de un amplificador BJT. Demostró entonces que el feedthrough estaba asociado al acoplo capacitivo entre la base y el colector, que producía una señal de salida mínima que estaba presente incluso cuando  $V_{CC}$  se hacía igual a 0V. La cantidad de fugas de la portadora podría ser estimada considerando que es resultado de aplicar la componente de frecuencia fundamental de la tensión base-emisor a una conexión serie de la capacidad base-colector y la impedancia de carga en colector.

Un enfoque similar se empleó aquí para describir la existencia de un nivel de salida de RF cuando  $V_{DD}$  se anulaba. Se varió la capacidad puerta-fuente en el circuito equivalente del PHEMT empleado, y se hicieron las simulaciones de los perfiles Vdd-AM y Vdd-PM usando Microwave Office. Cuando dicha capacidad es forzada a ser nula o toma un valor muy pequeño, se logra corregir efectivamente el feedthrough. La característica Vdd-AM resultante se hace lineal cerca de  $V_{DD}=0V$ , y la variación de fase desaparece.

Los perfiles de amplitud y fase medidos fueron reproducidos incluso con una capacidad  $C_{gd}$  lineal. Como sugirió Raab, ya que el feedthrough es acoplado a través de una reactancia generalmente más grande que la resistencia de carga a la salida, la señal de feedthrough está en cuadratura de fase con respecto a la componente amplificada a la salida. Esto causa una variación de fase en la portadora (conversión Vdd-PM) de cerca de  $90^\circ$  a niveles bajos de tensión.

### B. Saturación Vdd-AM

En [9], la saturación de la curva AM/AM para altas tensiones de polarización fue asociada a las características I/V del dispositivo. Para una modulación de amplitud lineal, la máxima tensión de polarización en drenador y el nivel de potencia a usar en la entrada habrían de ser seleccionados de modo de poder garantizar que la corriente de drenador se saturaba en la transición a la región lineal. Como el valor de saturación es proporcional a  $V_{DD}$  para una carga fija, la modulación lineal deseada quedaba asegurada.

Si la excitación de RF no fuese suficiente o la tensión de polarización en drenador demasiado alta, la operación del dispositivo podría llevarle a entrar en la región de saturación, donde trabaja en modo fuente de corriente. En tal condición de operación, la corriente de drenador no sigue linealmente la tensión de drenador, sino que tiende a una constante.

### C. No linealidad AM en tensiones medias

La curvatura observada a valores medios de tensión, no reportada con anterioridad, puede ser explicada a través del efecto kink, que se manifiesta en el dispositivo PHEMT empleado. Dicho efecto está normalmente asociado a un fenómeno de dispersión por ionización de impacto, y se caracteriza por un repentino incremento en la corriente de drenador con  $V_{ds}$ .

El efecto kink puede entonces resultar en una característica  $I_{ds}(V_{ds})$  con dos saturaciones (la real y la debida a este efecto). Teniendo en cuenta el origen de la saturación en la característica Vdd-AM, previamente descrito, se puede entender la curvatura observada alrededor de  $V_{DS}=2.5V$ .

Este tipo de comportamiento no ha sido reportado con otras tecnologías o clases de amplificadores conmutados. Sin embargo, debería ser tenido en cuenta cuando se emplean los nuevos GaN HEMTs, donde el efecto kink puede llegar a ser ciertamente significativo.

### D. No linealidad Vdd-PM por encima del feedthrough

En trabajos previos, [4, 9, 11], la existencia de una modulación de fase parásita para tensiones de polarización de drenador medias a altas, ha sido relacionada con la no linealidad de la capacidad de salida. Tal variación no fue sin embargo apreciable en este caso particular.

## VI. CONCLUSIONES

En la presente comunicación se ha propuesto un procedimiento para la extracción experimental de los coeficientes de Taylor de las no linealidades Vdd-AM y Vdd-PM de un amplificador clase E usado como etapa de modulación en un transmisor polar. Del análisis de los resultados obtenidos, ha sido posible detectar una no linealidad débil asociada a la presencia de efecto kink en el transistor. Además, ha sido posible relacionar las diversas no linealidades con las características del transistor que las provocan.

## AGRADECIMIENTOS

Los autores quieren agradecer la financiación proporcionada por el Ministerio de Educación y Ciencia (MEC) y por la Comisión Europea a través del proyecto TEC2005-07985-C03-01 y de la Red de Excelencia TARGET.

## REFERENCIAS

- [1] L. R. Kahn, "Single-Sideband transmission by envelope elimination and restoration," *Proc. IRE*, vol. 40, no. 7, pp. 803-806, Jul. 1952.
- [2] F. H. Raab, "Intermodulation distortion in Kahn-technique transmitters," *IEEE Trans. on MTT*, vol. MTT-44, no. 12, pp. 2273-2278, Dec. 1996.
- [3] D. Milosevic, J. van der Tang and A. van Roermund, "Intermodulation products in the EER technique applied to class-E amplifiers," *Int. Symp. on Circuits and Syst. Dig.*, vol. I, pp.637-640, Vancouver, May 2004.
- [4] N. Wang, X. Peng, V. Yousefzadeh, D. Maksimovic, S. Pajic, and Z. Popovic, "Linearity of X-Band class-E power amplifiers in EER operation," *IEEE Trans. on MTT*, vol. MTT-53, no. 3, pp.1096-1102, Mar. 2005.
- [5] J. C. Pedro, J. A. García and P. M. Cabral, "Nonlinear Distortion Analysis of Polar Transmitters," *accepted to 2007 IEEE MTT-S Int. Microwave Symp.*, to be held in Honolulu, June 2007.
- [6] S. A. Maas and D. Neilson, "Modeling MESFET's for Intermodulation Analysis of Mixers and Amplifiers," *IEEE Trans. on Microwave Theory and Tech.*, Vol. 38, No. 12, pp. 1964-1971, Dec. 1990.
- [7] J. C. Pedro and J. Pérez, "Accurate Simulation of GaAs MESFET's Intermodulation Distortion using a New Drain-Source Current Model," *IEEE Trans. on Microwave Theory and Tech.*, Vol. 42, No. 1, pp. 25-33, Jan. 1994.
- [8] J. A. García, A. Mediavilla, J. C. Pedro, N. B. Carvalho, A. Tazón and J. L. García, "Characterizing the Gate-to-Source Nonlinear Capacitor Role on GaAs FET IMD Performance," *IEEE Trans. on Microwave Theory and Tech.*, Vol. 46, No. 12, pp. 2344-2355, Dec. 1998.
- [9] H.L. Krauss, C.W. Bostian, F.H. Raab, *Solid State Radio Engineering*, New York, NY, John Wiley & Sons, Inc., 1980.
- [10] M. Kazimierczuk, "Collector amplitude modulation of the class E tuned power amplifier," *IEEE Trans. on CAS*, vol. CAS-31, no. 6, pp.543-549, Jun. 1984.
- [11] T. Nesimoglu, K. A. Morris, S. C. Parker and J. P. McGeehan, "Improved EER Transmitters for WLAN," *Proc. 2006 IEEE Radio and Wireless Symposium*, pp. 239-242, Jan. 2006.